

- 1 -

**Verfahren und Vorrichtung zur Kommutierung  
elektromechanischer Aktuatoren**

- 5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Kommutierung elektromechanischer, kommutatorloser Aktuatoren gemäss dem Oberbegriff von Anspruch 1 und eine Vorrichtung zur Durchführung dieses Verfahrens.
- 10 Bürstenlose Elektromotoren (allgemeiner: elektromechanische, genauer elektromagnetische Aktuatoren) haben elektronische Schalter (z.B. Transistoren) anstelle von sogenannten Bürsten (mechanischen Kontakte). Diese Schalter dienen zur elektronischen Kommutierung des Motors, d.h. sie legen die
- 15 Richtung des Stromes in den Motorwicklungen in Abhängigkeit der Rotorposition und der gewünschten Drehrichtung fest. Die Rotorposition wird mit magnetischen oder optischen Sensoren gemessen. Sensorlose bürstenlose Elektromotoren verzichten auf Sensoren zur Messung der Rotorposition und schätzen die
- 20 Position des Rotors indirekt über die Messung der Ströme und Spannungen der Motorwicklungen. Dadurch werden die Kosten gesenkt und die Zuverlässigkeit des Motors verbessert. Bürstenlose und sensorlose bürstenlose Elektromotoren gibt es als Permanentmagnet- und Reluktanzmotoren.

25 Es existieren verschiedene Verfahren zur sensorlosen Kommutierung von Permanentmagnet- und Reluktanz-Motoren. Eine Gruppe von Verfahren berechnet die Rotorposition aus den Motorspannungen und -strömen mit Hilfe von

- 30 mathematischen Modellen. Diese Verfahren sind sehr aufwendig und daher mit hohen Kosten verbunden: Die Motorspannungen und -ströme müssen gemessen werden, die Parameter des Motors müssen bekannt sein (d.h. diese müssen vorher für jeden

- 2 -

Motortyp gemessen werden oder im Betrieb geschätzt werden) und es müssen mit hoher Geschwindigkeit aufwendige Berechnungen durchgeführt werden.

- 5 Eine andere Gruppe von Verfahren verwendet die Back-EMF Spannung des Motors als Informationsquelle. Dabei wird einerseits die Back-EMF Spannung aus den Motorspannungen und -strömen geschätzt (siehe oben). Anderseits kann die Back-EMF Spannung bei einer Motorwicklung im stromlosen
- 10 Zustand direkt gemessen werden. Der Nachteil besteht darin, dass diese Motorwicklung, da stromlos, nicht zur Erzeugung von Drehmoment genutzt werden kann, der Motor bei gleicher Auslegung also weniger Drehmoment erzeugt. Dies fällt besonders stark bei Motoren mit wenigen Wicklungen ins
- 15 Gewicht.

In der US-4520302 beschreiben Acarnley et al. ein Verfahren, bei welchem die Rotorposition über die Messung der Induktivität der Motorspulen geschätzt wird. Diese

- 20 Induktivität wird verändert durch den magnetischen Fluss des Rotors und durch den Strom in der Wicklung selbst. Bei diesem Verfahren werden die Motorwicklungen mit einem getakteten Treiber (Chopper, PWM Driver) angesteuert und die Ein- und Ausschaltzeiten des getakteten Treibers gemessen.
- 25 Die Induktivität errechnet sich aus dem Verhältnis von Stromänderung  $\Delta I$  pro Zeitintervall  $\Delta t$ .

Der Vorteil liegt darin, dass das Verfahren mit einer reinen Zeitmessung einfach und kostengünstig durchgeführt werden kann und dass die Motorenwicklung während der Messung mit dem nominalen Strom durchflossen wird und somit Drehmoment erzeugen kann. Das Verfahren funktioniert auch wenn der Motor stillsteht.

- 3 -

Es ist eine Aufgabe der Erfindung, ein Verfahren und eine Vorrichtung zu schaffen, die gegenüber den bereits bekannten Ansätzen eine einfachere und somit kostengünstigere

- 5 Kommutierung bürstenloser elektromechanischer Aktuatoren ermöglichen. Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren mit den Merkmalen von Anspruch 1 gelöst. Bevorzugte Ausführungsformen dieses Verfahrens, eine für dessen Durchführung geeignete Vorrichtung sowie ein bevorzugtes
- 10 Anwendungsgebiet sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

Die Lehre der Erfindung wird im Folgenden anhand eines bevorzugten Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die

- 15 Figuren näher erläutert. In der Beschreibung zu den Figuren 1 - 6 wird ein Verfahren vorgestellt, das auf besonders einfache Weise die Detektion des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung ermöglicht. Die Kommutierung der Motorwicklung wird bevorzugt in der Nähe dieses Nulldurchgangs der Back-EMF
- 20 Spannung und in gewissen Fällen ein vorgegebenes Zeitintervall nach diesem Nulldurchgang vorgenommen, was nachstehend (ab Gleichung 12) begründet und näher erläutert wird. Diese Erkenntnisse ermöglichen ein besonders einfaches und effizientes Verfahren zur sensorlosen Kommutierung der
- 25 Motorwicklung, das schliesslich zu den Figuren 8 - 11 am Beispiel eines Permanentmagnet-Schrittmotors näher beschrieben wird.

Im einzelnen zeigen:

30

Figur 1 Das Schaltbild einer durch einen bipolaren Treiber angesteuerten Motorwicklung,

- 4 -

Figur 2 den zeitlichen Verlauf des Stroms in der Motorwicklung von Figur 1,

5 Figur 3 den normierten, zeitlichen Verlauf des Stroms in der Motorwicklung und des Schaltverhältnisses (Duty Cycle) beim Einschalten des Stroms,

10 Figur 4 die normierten, zeitlichen Verläufe von Wicklungsstrom, Duty Cycle und Back-EMF Spannung in der Anlaufphase des Motors,

Figur 5 die zeitlichen Verläufe der in Figur 4 dargestellten Größen, bei übersteuertem Betrieb,

15 Figur 6 die zeitlichen Verläufe der in Figur 4 dargestellten Größen bei fast vollständig übersteuertem Betrieb,

20 Figur 7 die Back-EMF Spannung, den Wicklungsstrom und deren Produkt in Funktion der Rotorposition,

Figur 8 das Schema einer Ansteuerschaltung für einen zweiphasigen Schrittmotor mit sensorloser Ansteuerung,

25 Figur 9 die Schaltzustände der getakteten Treiber dieses Schrittmotors bei Betrieb im Vollschriftmodus (2-Phase ON),

30 Figur 10 ein Flussdiagramm der Abläufe während eines Anlaufschritts des Motors von Figur 8,

Figur 11 ein Flussdiagramm der Abläufe während des ersten Motorschritts,

- 5 -

Figur 12 ein Schaubild der Anfangswertbestimmung für vorgegebene Chopperperiode  $T_{CH}$ , und

Figur 13 ein Schaubild analog Fig. 12 für vorgegebene On-Zeit des Choppers.

5

In Figur 1 ist das Schaltbild einer durch einen bipolaren Treiber angesteuerten Motorwicklung dargestellt. Die Motorwicklung wird durch den Wicklungswiderstand  $R$ , die Wicklungsinduktivität  $L$  und eine Back-EMF Spannungsquelle  $E$  modelliert. Die Back-EMF Spannung wird durch die Änderung des magnetischen Flusses des Rotors induziert. Sie ist im Allgemeinen sinus- oder trapezförmig.

10 Die Motorwicklung wird durch einen getakteten Treiber angesteuert. In diesem Beispiel handelt es sich um eine H-Brücke oder Bipolaren Treiber, das Verfahren ist jedoch auch mit einem unipolaren Treiber oder einer beliebigen anderen Treiber-Topologie durchführbar.

15 20 Die H-Brücke weist vier Schalttransistoren  $S_1 - S_4$  auf, über die die Motorwicklung mit einer Versorgungsspannung  $U_s$  verbindbar ist. Parallel zu den Schalttransistoren  $S_1 - S_4$  sind Freilaufdioden  $D_1 - D_4$  vorgesehen. Werden die Schalttransistoren  $S_1$  und  $S_4$  (resp.  $S_3$  und  $S_2$ ) eingeschaltet, 25 so fliesst von  $U_s$  durch  $R$ ,  $L$  und  $E$  ein Strom. Dieser Strom wird in einem Schalttransistor oder in einem in Figur 1 nicht eingezeichneten, zusätzlichen Messwiderstand (Shunt), gemessen.

30 Bei Erreichen eines nachstehend zu Figur 2 erläuterten, bestimmten Kriteriums wird der Schalttransistor  $S_2$  (resp.  $S_4$ ) ausgeschaltet. Der Strom fliesst dann über die Freilaufdiode  $D_3$  (resp.  $D_1$ ) weiter. Bei einem weiteren

Kriterium (siehe unten) wird der Schalttransistor wieder eingeschaltet. Alternativ können auch beide Schalttransistoren ausgeschaltet werden. Dann fliesst der Strom sog. "regenerativ" zu  $U_s$  zurück. Dies wird hier nicht 5 weiter ausgeführt, das Verfahren funktioniert jedoch auch in diesem Fall.

Figur 2 zeigt den prinzipiellen Stromverlauf in der Motorwicklung, der sich durch das Schalten des getakteten 10 Treibers ergibt: Während der Einschaltphase  $T_{ON}$  steigt der Strom (in erster Näherung) linear bis zu einem maximalen Wert  $I_{MAX}$  an. Während der Ausschaltphase  $T_{OFF}$  fällt der Strom auf den minimalen Wert  $I_{MIN}$ . Kriterium für das Ausschalten des Stroms ist im Allgemeinen das Erreichen des maximalen 15 Stromwertes  $I_{MAX}$ .

Mögliche Kriterien für das (Wieder-)Einschalten des Stromes sind: das Erreichen oder Unterschreiten eines Minimalwerts  $I_{MIN}$  des Stroms; das Erreichen oder Überschreiten einer 20 bestimmten Ausschaltzeit  $T_{OFF}$ ; oder das Erreichen oder Überschreiten der Periodendauer  $T_{ON} + T_{OFF}$ .

Das Ein- und Ausschalten des getakteten Treibers erfolgt mit einer Frequenz, die deutlich höher ist, als die elektrische 25 oder mechanische Zeitkonstante des Motors. Im Mittelwert stellt sich ein mit guter Näherung konstanter Wicklungsstrom  $I_{PWM}$  ein. Die Welligkeit des Stromes  $\Delta I$  (Ripple) ist klein im Vergleich zum Strom  $I_{PWM}$ .

30 Das beschriebene Verfahren hängt grundsätzlich nicht davon ab, wie die Ein- und Ausschaltzeiten erzeugt und stabil gehalten werden. Verschiedene Verfahren sind bekannt und werden in der Literatur beschrieben (z.B. bei Mitchel, DC-DC

- 7 -

Switching Regulator Analysis). Üblicherweise wird bei Erreichen von  $I_{MAX}$  ausgeschaltet und nach Erreichen von  $T_{OFF}$  wieder eingeschaltet. Das Verfahren wird in der Folge für diesen Fall detailliert beschrieben.

5

Für die Einschaltphase  $T_{ON}$  gilt:

$$U_s = R \cdot I + sL \cdot I + E + 2 \cdot U_{DS} \quad (1)$$

10 Für die Ausschaltphase  $T_{OFF}$  gilt:

$$0 = R \cdot I + sL \cdot I + E + U_{DS} + U_{Diode} \quad (2)$$

15 Dabei steht  $U_{DS}$  für die Drain-Source Spannung über einem Schalttransistor und  $U_{Diode}$  für die Diodenspannung. Mit dem Verfahren "State-Space-Averaging" (z.B. beschrieben in dem bereits zitierten Werk von Mitchel) können die beiden zeitdiskreten Zustände (Gleichungen 1 und 2) in eine kontinuierliche Darstellung (Gleichung 3) überführt werden.

20 Werden  $U_{DS}$  und  $U_{Diode}$  in erster Näherung vernachlässigt (oder als Widerstände modelliert und zum ohmschen Widerstand  $R$  der Motorwicklung gerechnet), so ergibt sich damit:

$$d \cdot U_s = R \cdot I + sL \cdot I + E \quad (3)$$

25

mit

$$d = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (4)$$

30

- 8 -

Das Verhältnis von Einschaltzeit zu gesamter Periode (Gleichung 4) wird auch "Duty Cycle" genannt.

Wenn der Strom I konstant gehalten wird,

5

$$I = I_{PWM} = \text{konstant} \quad (5)$$

dann wird Gleichung 3 zu

10

$$d \cdot U_s = R \cdot I_{PWM} + E \quad (6)$$

oder

$$E = d \cdot U_s - R \cdot I_{PWM} \quad (7)$$

15

Die Versorgungsspannung  $U_s$  und der Wicklungswiderstand  $R$  sind in vielen Fällen bekannt oder können einfach gemessen werden. Der Strom  $I_{PWM}$  wird gemäss der obigen Annahme durch den getakteten Treiber auf einem bekannten und konstanten

20 Wert gehalten; d.h. der Strom muss nicht gemessen werden. Man erkennt, dass die Wicklungsinduktivität in Gleichung 7 nicht vorkommt und die Messung der Back-EMF Spannung nicht beeinflusst.

25 Somit kann die Back-EMF Spannung gemäss Gleichung 7 einzig durch Messung der Ein- und Ausschaltzeiten  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  des getakteten Treibers bestimmt werden. In der Praxis liegt die Information, ob der getaktete Treiber ein- oder ausgeschaltet ist, bereits in Form digitaler Signale vor.

30 Die Messung der Ein- und Ausschaltzeiten kann ohne zusätzliche Mess-Sensoren einfach, kostengünstig und sehr genau z.B. durch digitale Schaltungen (Timer) erfolgen.

- 9 -

Für die sensorlose Kommutierung von Elektromotoren ist der genaue Wert der Back-EMF Spannung gemäss Gleichung 7 im Allgemeinen nicht notwendig; vielmehr genügt die Kenntnis 5 des Nulldurchgangs, also wenn die Back-EMF Spannung Null erreicht.

Für  $E = 0$  vereinfacht sich Gleichung 6 bzw. Gleichung 7 zu

$$10 \quad d_0 = \frac{R \cdot I_{PWM}}{U_s} \quad (8)$$

Der mit  $d_0$  bezeichnete Duty Cycle im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung kann einfach aus dem Wicklungswiderstand  $R$ , dem Strom  $I_{PWM}$  und der Versorgungsspannung  $U_s$  berechnet werden. 15 Wenn einer oder mehrere dieser Parameter nicht genau bekannt sind oder sich im Betrieb oder über die Lebensdauer ändern können, dann kann dieser Duty Cycle  $d_0$  auch auf einfache Weise gemessen werden. Im Stillstand des Motors ist die Back-EMF Spannung  $E$  definitionsgemäss Null. Der 20 Wicklungswiderstand  $R$  und Versorgungsspannung  $U_s$  verändern sich grundsätzlich nicht, wenn der Motor still steht. Der Duty Cycle bei Stillstand des Motors entspricht also  $d_0$ , so dass es genügt, im Stillstand des Motors, z.B. kurz vor dem Anfahren des Motors, den Duty Cycle zu messen um  $d_0$  zu 25 bestimmen.

Der Duty Cycle gemäss Gleichung 4 errechnet sich aus den Ein- und Ausschaltzeiten  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$ . In der Praxis wird  $T_{OFF}$  häufig konstant gehalten, z.B. durch ein Monoflop 30 (Monostabiler Multivibrator), d.h. die einzige variable Grösse ist  $T_{ON}$ . Anstelle des Duty Cycle  $d$  wird  $T_{ON}$  berechnet bzw. gemessen. Gleichung 8 und Gleichung 4 ergeben somit

- 10 -

$$T_{ON0} = \frac{R \cdot I_{PWM}}{U_s - R \cdot I_{PWM}} T_{OFF} \quad (9)$$

Im Folgenden ist der Verlauf des Duty Cycle (gemäss  
 5 Gleichung 6) für verschiedene Back-EMF Spannungen  
 beschrieben. Die Grafiken basieren auf der Simulation eines  
 Motors mit sinusförmiger Back-EMF Spannung. Die Werte von  
 Strom und Spannung wurden auf 1 bzw. 100% normiert. Die  
 Aussagen sind somit unabhängig von Motorparametern.

10 Figur 3 zeigt den Verlauf des Wicklungsstromes I in Funktion  
 der Zeit. Der Strom steigt exponentiell an (L-R Glied) bis  
 zum Strommaximum  $I_{MAX}$  (100%) Gleichzeitig ist der Duty Cycle  
 d aufgezeichnet. Während des exponentiellen Stromanstiegs  
 15 ist der Duty Cycle d 100%, da der getaktete Treiber immer  
 eingeschaltet ist. Sobald der Wicklungsstrom I den  
 Maximalwert  $I_{MAX}$  erreicht, beginnt der getaktete Treiber  
 periodisch ein- und auszuschalten. Der Strom hat im Mittel  
 den konstanten Wert  $I_{PWM}$  und hat nun die in Figur 2  
 20 dargestellte charakteristische Form.

Die Back-EMF Spannung ist hier noch Null. Der Duty Cycle d  
 ist während des Einschaltens des Wicklungsstroms immer 100%,  
 daher kann während dieser Phase die Back-EMF Spannung nicht  
 25 gemessen werden.

Figur 4 zeigt den Verlauf des Wicklungsstromes I und des  
 Duty Cycle d für eine angenommene sinusförmige Back-EMF  
 Spannung E. Am Anfang ist der exponentielle Anstieg des  
 30 Wicklungsstromes I zu sehen, wie oben beschrieben. Danach  
 bleibt der Wicklungsstrom auf dem konstanten Wert  $I_{PWM}$ .  
 Während einer ersten Phase (Back-EMF Spannung noch Null)  
 bleibt der Duty Cycle d auf einem konstanten Wert (hier ca.

- 11 -

40%). Nach einer Zeit (hier ca. 2ms) beginnt die Back-EMF Spannung E anzusteigen, während der Wicklungsstrom durch den getakteten Treiber konstant auf  $I_{PWM}$  gehalten wird. Der Duty Cycle steigt hier im gleichen Mass an, wie die Back-EMF Spannung, was mit Gleichung 6 leicht erklärt bzw. berechnet werden kann.

Bei ca. 7ms erreicht die Back-EMF Spannung E gleichzeitig wie der Duty Cycle d ein Maximum. Anschliessend sinkt die 10 Back-EMF Spannung E wieder und erreicht bei ca. 12 ms den Nulldurchgang. Der Duty Cycle d nimmt ebenfalls ab und erreicht beim Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E den gleichen Wert wie bei Stillstand des Motors (d.h. hier wieder ca. 40%)

15 Damit der getaktete Treiber immer im getakteten Modus arbeiten kann, muss folgende Bedingung erfüllt sein:

$$U_s > R \cdot I_{PWM} + E \quad (10)$$

20 Falls der getaktete Treiber längere Zeit eingeschaltet bleibt (Duty Cycle immer 100%), wird der nominale Wicklungsstrom u.U. nicht mehr erreicht, die Back-EMF Spannung E kann nicht mehr gemessen werden und die oben 25 aufgeführte Bedingung ist nicht erfüllt. Wir nennen diese Betriebsart "übersteuerter Betrieb".

Figur 5 zeigt den Verlauf im teilweise übersteuerten Betrieb. Im Bereich des Maximums der Back-EMF Spannung wird 30 die Bedingung nach Gleichung 10 verletzt. In diesem Bereich wird der maximale Stromwert  $I_{MAX}$  nicht mehr erreicht, der Wert des Stromes wird alleine durch Wicklungswiderstand und -induktivität und durch die Spannungsdifferenz ( $U_s - E$ )

- 12 -

bestimmt. Die Messung der Back-EMF Spannung  $E$  nach Gleichung 7 ist in diesem Bereich nicht mehr möglich, da kein brauchbarer Duty Cycle  $d$  gemessen werden kann, bzw. da die Vorbedingung für Gleichung 7, dass der Wicklungsstrom 5 konstant ist ( $I = \text{konstant}$ ; Gleichung 5) nicht mehr erfüllt ist. Der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung  $E$  kann aber dennoch gemessen werden, da die Bedingung nach Gleichung 10 wieder erfüllt ist, wenn die Back-EMF Spannung  $E$  gegen Null sinkt.

10 Der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung  $E$  kann prinzipiell solange gemessen werden, wie

$$U_s > R \cdot I_{\text{PWM}} \quad (11)$$

15 erfüllt ist, d.h. solange die Versorgungsspannung  $U_s$  grösser als der ohmsche Spannungsabfall des nominalen Stromes  $I_{\text{PWM}}$  des getakteten Treibers ist.

20 In der Praxis dürfte diese Bedingung (Gleichung 11) bei verschiedenen Motortypen über einen weiten Spannungsbereich erfüllt sein, da der Spannungsabfall  $R \cdot I_{\text{PWM}}$  im Vergleich zur Versorgungsspannung  $U_s$  (und zur Back-EMF Spannung  $E$ ) klein sein dürfte, um den Wirkungsgrad des 25 Motors hoch und bzw. um die thermischen Verluste klein zu halten.

Figur 6 zeigt den Verlauf bei fast vollständig übersteuertem Betrieb. Die Bedingung nach Gleichung 10 ist fast über den 30 ganzen Bereich nicht erfüllt. Der Wicklungsstrom  $I$  wird nicht durch den getakteten Treiber begrenzt und die Back-EMF Spannung  $E$  kann nicht gemessen werden. Im Bereich des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung  $E$  arbeitet der

- 13 -

getaktete Treiber wieder normal und die Bedingung nach Gleichung 10 bzw. nach Gleichung 11 ist erfüllt, so dass der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E bestimmt werden kann.

- 5 Der Nulldurchgang der Back-EMF Spannung ist dann erreicht, wenn der Duty Cycle  $d$  den Wert  $d_0$  erreicht. Der Wert  $d_0$  wird wie vorstehend beschrieben nach Gleichung 8 berechnet oder bei Motorstillstand gemessen und zwischengespeichert.
- 10 Der Zeitpunkt für die Kommutierung der Motorwicklung wird bevorzugt in der Nähe des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung gewählt, was im Folgenden begründet und näher erläutert wird:
- 15 Wie zu Figur 1 erwähnt, wird eine Motorwicklung als Serieschaltung von Wicklungswiderstand  $R$ , Wicklungsinduktivität  $L$  und Back-EMF Spannungsquelle  $E$  modelliert. Induktivität und Back-EMF lassen sich mit Hilfe des Induktionsgesetzes wie folgt herleiten:

20

$$U_s = R \cdot I + \frac{d\psi(\alpha, I)}{dt} \quad (12)$$

mit

$\Psi$  Spulenfluss (Vs).

25  $\alpha$  Rotorwinkel

$$U_s = R \cdot I + \frac{\partial \psi}{\partial I} \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \alpha} \cdot \frac{d\alpha}{dt} = R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \alpha} \cdot \omega = R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} + E \quad (13)$$

30 mit

$\omega$  Winkelgeschwindigkeit des Rotors

- 14 -

Die Wicklungsinduktivität L modelliert die Änderung des Spulenflusses durch den Wicklungsstrom; die Back-EMF Spannung E wird durch die Änderung des Spulenflusses durch Änderung des Rotorwinkels erzeugt (induziert). Die Summanden 5 obiger Gleichung sind Spannungen. Multipliziert man Gleichung 13 mit dem Wicklungsstrom I, erhält man für jeden Term eine momentane Leistung.

$$U_s \cdot I = R \cdot I^2 + L \cdot \frac{dI}{dt} \cdot I + E \cdot I \quad (14)$$

10

$U_s \cdot I$  ist die von der Motorwicklung momentan aufgenommene elektrische Leistung;  $R \cdot I^2$  sind die thermischen Verluste und der Term  $L \cdot \frac{dI}{dt} \cdot I$  ist die Blindleistung der Wicklungsinduktivität L.

15

Der Term  $E \cdot I$  ist die momentan umgewandelte elektromagnetische Leistung. Diese Leistung wird ganz oder teilweise in mechanische Leistung umgewandelt. Der verbleibende Rest sind Verluste oder Leistungen, die im 20 magnetischen Feld zwischengespeichert werden.

$$P_{ElMag} = E \cdot I = P_v + P_{Mech} = P_v + M \cdot \omega \quad (15)$$

mit

25  $M$  Drehmoment (Nm)  
 $P_v$  Verlustleistung/im Magnetfeld gespeicherte Leistung

Unter Vernachlässigung der Verluste  $P_v$  berechnet sich das 30 Drehmoment des Motor M wie folgt:

- 15 -

$$M = \frac{E \cdot I}{\omega} \quad (16)$$

Beim Drehmoment  $M$  gemäss Gleichung 16 handelt es sich um das  
 5 "innere" Drehmoment, d.h. mechanische Verluste sind nicht  
 berücksichtigt.

Aus diesem vereinfachten Modell erkennt man, dass das  
 momentane Drehmoment des Motors vom Produkt  $E \cdot I$  (Back-EMF  
 10 Spannung  $E$  mal Wicklungsstrom  $I$ ) abhängt. Ist dieses Produkt  
 positiv, so ist das momentane Drehmoment auch positiv d.h.  
 "motorisches" Drehmoment; ist dieses Produkt negativ, so ist  
 das Drehmoment negativ, d.h. "generatorisches" oder  
 "bremsendes" Drehmoment.

15 Figur 7 zeigt für einen allgemeinen Fall die Back-EMF, den  
 Strom und das Produkt aus Back-EMF und Strom ( $E \cdot I$ ). Man  
 erkennt deutlich, dass das Produkt  $E \cdot I$  zeitweise positiv und  
 negativ ist. Der betreffende Motor ist in einem  
 20 Betriebszustand, in dem beide (motorisches und  
 generatorisches Drehmoment) Zustände vorkommen, d.h. der  
 Rotor wird abwechselnd beschleunigt und gebremst. Dies führt  
 zu starken Vibrationen des Motors und der mit dem Motor  
 verbundenen Strukturen. Diese Vibrationen können auch zu  
 25 einem Geräusch bzw. Lärm führen. Um diese Vibrationen zu  
 vermeiden ist es notwendig, dass das Drehmoment  $M$  immer  
 positiv, bzw. immer negativ ist. Dies kann erreicht werden  
 indem das Produkt  $E \cdot I$  immer positiv (immer negativ) gehalten  
 wird.

30 Die Back-EMF Spannung  $E$  hängt von der Rotorposition  $\alpha$  bzw.  
 der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  ab. Sie kann somit durch die  
 Ansteuerung nicht direkt beeinflusst werden. Damit nun das

Produkt  $E^*I$  immer positiv (immer negativ) gehalten werden kann, kann die Ansteuerschaltung nur den Wicklungsstrom  $I$  direkt beeinflussen. Ideal geschieht dies indem die Richtung des Wicklungsstroms im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung  $E$

5 geändert wird, womit auch das maximale Drehmoment erzeugt wird. Bei gewissen Betriebsarten sind die Wicklungen jedoch zeitweise stromlos und in solchen Fällen ist es mitunter möglich oder angebracht, die Kommutierung ein vorgegebenes Zeitintervall nach dem Nulldurchgang der Back-EMF Spannung

10 vorzunehmen, ohne dabei gegenläufige Drehmomentimpulse zu erzeugen. Bei realen Motoren muss die elektrische Zeitkonstante der Motorwicklung berücksichtigt werden und die Ansteuerung bereits etwas früher, also in der Regel vor dem Nulldurchgang der Back-EMF Spannung, geändert werden.

15

Im Folgenden wird die sensorlose Kommutierung am Beispiel eines Permanent-Schrittmotors mit zwei Phasen näher erläutert.

20 Figur 8 zeigt schematisch eine Schaltung zur sensorlosen Ansteuerung eines solchen Motors. Die Schaltung beinhaltet einen Schrittmotor mit einem Stator mit zwei Wicklungen  $W_1$ ,  $W_2$  und einem Permanentmagnet-Rotor, zwei getaktete Treiber  $D_1$ ,  $D_2$  zur Ansteuerung der Motorwicklungen  $W_1$ ,  $W_2$ , einen

25 Regler 1 für die Kommutierung und einen Regler 2 für Soll-Position und -Drehzahl.

Dem Positions- und Drehzahlregler 2 wird eine Sollposition 3 des Rotors  $R$  und die beim Anfahren dieser Sollposition 3

30 maximal zulässige Drehzahl 4 vorgegeben und der Kommutierungsregler 1 informiert ihn über die aktuelle Rotorposition 5. Aufgrund dieser Daten gibt der Positions- und Drehzahlregler 2 dem Kommutierungsregler 1 die benötigte Drehrichtung 6 und den benötigten Wicklungsstrom 7 vor.

35 Aufgrund dieser Vorgabe und der aktuellen Rotorposition legt

der Kommutierungsregler 1 die Richtungen R1, R2 der Ströme in den Wicklungen W1, W2 fest.

Die Ansteuerung der Wicklungen W1, W2 erfolgt im getakteten 5 Betrieb, wie vorstehend zu den Figuren 1 - 6 beschrieben. Die Treiber D1, D2 erhalten Signale, welche die Höhe und die Richtung des Wicklungsstromes  $I_{\text{PWM}}$  festlegen. Die Treiber D1 und D2 liefern je ein Signal 8 (Treiber ON/OFF), welches den Schaltzustand (Ein- oder Ausgeschaltet) des Treibers 10 anzeigt.

Der Vollschriftmodus verfügt über vier mögliche Zustände. Figur 9 zeigt die Kommutierung zwischen den vier Zuständen Z1 - Z4 für die positive Drehrichtung des Motors (CCW, 15 Gegenuhrzeigersinn). Bei negativer Drehrichtung (CW, Uhrzeigersinn) werden die Zustände in umgekehrter Reihenfolge abgerufen. Die Schritte ST1 - ST4, von einem Zustand zum nächsten, erfolgen, wie vorstehend erklärt, idealerweise im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung E. 20 Dieser Nulldurchgang wird wie vorstehend zu Gleichung 8 beschrieben erkannt.

In Figur 10 sind in Form eines Flussdiagramms die während eines Anlaufschritts 10, beim Starten des Motors, zur 25 Vorbereitung der Kommutierungen vorgesehenen Abläufe dargestellt. in einem ersten Phase 11 werden die Treiber D1 und D2 eingeschaltet und die Amplitude des Stroms  $I_{\text{PWM}}$  und dessen Richtung (positive Richtung in den Spulen W1 und W2) festgelegt.

30 Danach wird in einer zweiten Phase 12 der stationäre Zustand abgewartet, d.h. es wird gewartet, bis die elektrischen und mechanischen transienten Vorgänge abgeklungen sind. Diese Wartezeit beträgt je nach Motortyp einige Millisekunden bis 35 Zehntelsekunden. An Stelle einer fixen Wartezeit besteht

auch die Möglichkeit, während der Wartezeit die Ein- und Ausschaltzeiten ( $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$ ) der Treiber D1 und D2 periodisch zu messen. Solange transiente Vorgänge andauern, verändern sich diese Zeiten. Sobald die Ein- und

5 Ausschaltzeiten  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  konstante Werte einnehmen, ist der stationäre Zustand erreicht.

Schliesslich werden in einer dritten Phase 13 im stationären Zustand die Ein- und Ausschaltzeiten  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  der Treiber

10 D1 und D2 gemessen und anhand der gemessenen Werte der Duty Cycle  $d_0$  berechnet (Gleichung 4) und gespeichert. Bei konstanter Ausschaltzeit  $T_{OFF}$  kann darauf verzichtet werden, den Duty Cycle zu berechnen. Anstelle des Duty Cycle  $d$  wird dann die Einschaltzeit  $T_{ON}$  als variable Grösse verwendet,

15 wie bereits vorstehend zu Gleichung 9 erwähnt.

Figur 11 zeigt die bei laufendem Motor vorgesehenen Abläufe in Verbindung mit dem ersten Motorschritt ST1, d.h. dem Schritt von Zustand Z1 zu Zustand Z2 (Figur 9). Der

20 Motorschritt ST1 folgt auf den soeben beschriebenen Anlaufschritt. Dabei wird in einer ersten Phase 14 die Stromrichtung in der Motorwicklung W1 bzw. im Treiber D1 umgekehrt und der Strom  $I_{PWM}$  für die Spule W1 wird neu festgelegt. Danach werden in einer zweiten Phase 15 periodisch die Ein- und Ausschaltzeiten  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  von Spule

25 W2 gemessen und der zugehörige Duty Cycle berechnet. Zu Beginn eines Motorschritts steigt  $d$  an und fällt dann wieder ab. Sinkt  $d$  unter den gespeicherten Wert  $d_0$ , so ist der Schritt abgeschlossen. In einer dritten Phase 16 wird danach ein Schrittzähler 17 erhöht (oder bei negativer Drehrichtung erniedrigt). Auch die Dauer des Schrittes kann gemessen werden. Diese Informationen werden von dem überlagerten Positions- und Drehzahlregler 2 (Figur 8) verwendet. Bei Erreichen eines Abbruchkriteriums wird dann gestoppt und

30 andernfalls wird zum nächsten Motorschritt ST2 kommutiert.

35

- 19 -

Die Abläufe in Verbindung mit dem zweiten Motorschritt ST2 entsprechen den soeben für Schritt 1 präsentierten, mit zwei Unterschieden: Das Umkehren der Richtung und das Setzen der Amplitude des Wicklungsstroms wird nicht für Spule W1

5 sondern für Spule W2 vorgenommen (die Richtung des Stroms in Spule W1 bleibt gleich) und zur Detektion des Endes von Schritt ST2 werden die zur Berechnung des Duty Cycle benötigten Schaltzeiten  $T_{on}$  und  $T_{off}$  nicht für Spule W2 sondern für Spule W1 gemessen.

10 Die darauf folgenden Abläufe für Motorschritt ST3 sind gleich wie jene von Schritt ST1 und die nach dem Motorschritt ST3 folgenden Abläufe für Motorschritt ST4 sind gleich wie jene von Schritt ST2.

15 Der Kommutierungsregler 1 (Figur 8) liefert dem überlagerten Positions- und Drehzahlregler 2 Informationen über die aktuelle Lage des Rotors (Zustände gemäss Figur 9), den bereits zurückgelegten Weg (Anzahl Schritte im Schrittzähler) und die Drehzahl des Motors.

Der Positions- und Drehzahlregler 2 erhält vom überlagerten Regler die Vorgabe der gewünschten Position (Anzahl Motorschritte relativ zur aktuellen Position). Wenn nötig 25 wird die maximale Drehzahl 4 oder ein bestimmtes Drehzahlprofil vorgegeben. Der Positions- und Drehzahlregler 2 ist in bekannter Weise aufgebaut.

Dieser Regler verwendet den Strom  $I_{PWM}$  als Stellgröße. Damit 30 ändert sich auch der Wert des Duty Cycle  $d_0$  in Funktion des Stromes  $I_{PWM}$  gemäss Gleichung 8. Daher muss der Duty Cycle  $d_0$  für alle Werte des Stromes  $I_{PWM}$  berechnet oder gemessen werden.

- 20 -

Die Verwendung des Stromes  $I_{FWM}$  als variable Stellgrösse der Positions- und Drehzahlregelung steht im Widerspruch zur Bedingung, dass dieser Strom konstant gehalten werden muss (Gleichung 5). Dieser Widerspruch kann aufgelöst werden,

5 wenn der Wert von  $I_{FWM}$  für die Dauer eines Schrittes konstant gehalten wird und nur bei der Umkehr der Stromrichtung auf einen neuen Wert eingestellt wird.

Die Versorgungsspannung  $U_s$  und der Wicklungswiderstand  $R$  beeinflussen die Erkennung des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung  $E$  gemäss Gleichung 8 direkt. Falls sich die Versorgungsspannung  $U_s$  und der Wicklungswiderstand  $R$  während des Betriebes verändern, so bewirkt dies einen Fehler in der Bestimmung des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung  $E$ . Dies bewirkt einen Fehler im Zeitpunkt der Kommutierung. Dadurch erzeugt der Motor, wie vorstehend zu Figur 7 erläutert, negative Drehmomentanteile. Dies führt zu einer graduellen Reduktion des Drehmoments und zu einer Abnahme der Drehzahl. Die Abnahme der Drehzahl wird durch den Positions- und Drehzahlregler erkannt und durch einen höheren Motorstrom kompensiert. Beim nächsten Stillstand des Motors wird die Messung der Ein- und Ausschaltzeiten dann wiederholt und die veränderte Versorgungsspannung und Wicklungswiderstand berücksichtigt.

25 Die Wicklungsinduktivität hat, wie mit Gleichung 7 gezeigt, keinen Einfluss auf das beschriebene Verfahren. Die Induktivität wirkt im eingeschwungenen Zustand, wenn der Strom konstant gehalten wird (Gleichung 5), gleichermaßen auf die Ein- und Ausschaltzeiten der getakteten Treiber.

Die Information der Nulldurchgangs kann dazu verwendet werden, zu erkennen, ob der Motor zu langsam dreht oder

- 21 -

blockiert. Wenn der Motor zu langsam dreht, wird dies durch die Drehzahlmessung / Messung der Schrittdauer erkannt. Zusätzlich kann dies aus dem Verlauf der gemessenen Back-EMF Spannung erkannt werden. Wenn der Motor im Betrieb plötzlich

5 blockiert wird, dann ist die Back-EMF Spannung beider (aller) Motorwicklungen gleichzeitig Null. Dies kann durch die Messung der Ein- und Ausschaltzeiten der getakteten Treiber erkannt werden.

10 Zwei besondere Problemstellungen und geeignete Ansätze für deren Lösung werden im Folgenden noch gesondert dargestellt. Die erste betrifft die Wahl der Taktfrequenz des getakteten Treibers, die sich wie folgt darstellen lässt:

$$15 \quad F = \frac{1 - \frac{R \cdot I + E}{U_s}}{T_{OFF}} \quad (17)$$

Diese Frequenz soll ein Minimum nicht unterschreiten (z.B. wegen Geräuschproblemen), sie soll aber auch ein Maximum nicht übersteigen (z.B. um Schaltverluste zu begrenzen). In

20 den Fällen, wo mit konstanter Ausschaltzeit  $T_{OFF}$  gearbeitet wird, kann zur Einstellung der Taktfrequenz F einzige  $T_{OFF}$  beeinflusst werden und die Wahl eines optimalen  $T_{OFF}$  schwierig sein. Bevorzugt wird daher ein iteratives Verfahren verwendet, um die Taktfrequenz F in den

25 gewünschten Bereich zu bringen: Im Stillstand des Motors wird der getaktete Treiber mit einem konstanten Strom angesteuert und der stationäre Zustand wird abgewartet. Die Ausschaltzeit  $T_{OFF}$  wird dann leicht variiert und die Frequenz F wird damit iterativ angenähert. Aus Stabilitätsgründen

30 darf  $T_{OFF}$  nicht schlagartig verändert werden. Da der Vorgang mit der Schaltfrequenz (> 20 kHz) des getakteten Treibers

- 22 -

abläuft, dürfte dies nur kurze Zeit dauern. Die so erhaltenen Werte von  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  werden gespeichert und  $d_0$  berechnet.

- 5 Die zweite Problemstellung betrifft die Tatsache, dass sich der Duty Cycle beim Nulldurchgang der Back-EMF Spannung  $d_0$  (Gleichung 8) in Funktion von  $I_{PWM}$  und  $U_s$  verändert: Bei tiefem Last-Drehmoment ist ein kleiner Strom  $I_{PWM}$  nötig und umgekehrt. Die Versorgungsspannung  $U_s$  kann sich durch
- 10 externe Faktoren verändern. Wenn z.B. durch eine Messung festgestellt wird, dass sich  $U_s$  geändert hat, müsste der Motor gestoppt werden und  $d_0$  im Stillstand neu gemessen werden.
- 15 Der Duty Cycle  $d_0$  wird nicht direkt gemessen, sondern wird aus den gemessenen Ein- und Ausschaltzeiten  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  berechnet. Diese Messung gilt dann jeweils für die gewählten Werte von  $I_{PWM}$  und  $U_s$ . Um von einer Messung rechnerisch auf andere Duty Cycle  $d_0$  bzw. Einschaltzeiten  $T_{ON}$  für andere
- 20 Werte von  $I_{PWM}$  und  $U_s$  zu folgen, sind komplizierte Rechnungen nötig (Gleichungen 8 und 9), welche die Rechenkapazitäten eines einfachen Mikroprozessors überschreiten können.

Für die Darstellung der bevorzugten Lösung für dieses

- 25 Problem nehmen wir zunächst an, dass der Wert von  $F$ , bzw. von  $T_{ON} + T_{OFF}$ , in der Folge konstant gehalten werden kann. Unter dieser Voraussetzung gilt für den Duty Cycle:

$$d = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = T_{ON} \cdot F \quad (18)$$

30

Das bedeutet, dass der Duty Cycle  $d$  und  $T_{ON}$  proportional sind.

- 23 -

Das gilt auch für den Duty Cycle  $d_0$  bei  $E=0$ :

$$d_0 = T_{ON0} \cdot F \quad (19)$$

5

Für andere Werte von  $I_{PWM}$  oder  $U_s$  ergeben sich andere Werte von  $d_0$ . Für einen um Faktor  $k$  grösseren oder kleineren Strom  $I_{PWM}$  verändert sich der Duty Cycle im Nulldurchgang der Back-EMF Spannung proportional.

10

$$k \cdot d_0 = \frac{R \cdot (k \cdot I_{PWM})}{U_s} \text{ und daraus } k \cdot d_0 = k \cdot T_{ON0} \cdot F \quad (20)$$

15 D.h. wenn  $T_{ON} + T_{OFF}$  konstant gehalten wird, dann verändert sich  $T_{ON0}$  auch proportional und kann einfach mit einer einzelnen Multiplikation aus dem gespeicherten Wert berechnet werden.

Um die Bedingung  $T_{ON} + T_{OFF} = K = \text{konstant}$  zu erfüllen, muss  $T_{OFF}$  mit dem oben berechneten  $T_{ON0}$  berechnet werden:

20

$$T_{OFF} = K - T_{ON0}. \quad (21)$$

25 Die Bedingung  $T_{ON} + T_{OFF} = \text{konstant}$  ist dann nur im Bereich des Nulldurchgangs der Back-EMF Spannung gültig. Dies genügt jedoch, um diesen Nulldurchgang zu erkennen.

30 Um die Berechnung von  $T_{ON0}$  weiter zu vereinfachen, kann beim Einstellen der Frequenz  $F$  des Getakteten Treibers darauf geachtet werden, dass sich ein "Einfacher Wert" für  $T_{ON}$  ergibt. Ein "einfacher Wert" von  $T_{ON}$  bei 100%  $I_{PWM}$  und  $U_s$  wäre z.B. \$FF oder ein Vielfaches davon. Die Berechnung von

Bruchteilen (oder Vielfachen) von  $T_{ON}$  kann ein Mikroprozessor dann einfach durchführen.

Alternativ kann  $T_{ON}$  bei 100%  $I_{PWM}$  und  $U_s$  auch so eingestellt 5 werden, dass er einem im voraus tabellierten Wert entspricht. Bruchteile von  $T_{ON}$  können dann aus der gleichen Tabelle gelesen werden.

Die Anpassung an eine geänderte Versorgungsspannung  $U_s$  kann 10 wie folgt unter Vermeidung aufwendiger Rechenschritte wie Dividieren durchgeführt werden:

Der Dutycycle  $d_0(U)$  im Nulldurchgang der EMF ist gegeben durch

15

$$d(U_s) = \frac{R \cdot I}{U_s} = \frac{R \cdot I}{k \cdot U_0} = \frac{1}{k} \cdot d_0 \quad (22)$$

mit

$$U_s = k \cdot U_0$$

$U_s$  = aktuelle Versorgungsspannung

20

$U_0$  = Versorgungsspannung bei der Messung von  $d_0$

$d(U)$  = Nulldurchgangs-Dutycycle

Diese Anpassung von  $d$  wird durch Änderung der Chopperfrequenz  $F$ , d.h. der Chopperperiode  $T_{CH} = T_{ON} + T_{OFF}$  25 durchgeführt, wobei nur eine Multiplikation erforderlich ist.  $T_{ON}$  wird konstant gehalten und  $T_{OFF}$  aus der Differenz zwischen der neuen Periodendauer  $T_{CH}$  (für  $EMF = 0$ ) und dem konstant gehaltenen  $T_{ON}$  berechnet:

30

$$T_{CH} = T_{ON} + T_{OFF} = k \cdot (T_{ON0} + T_{OFF0}) = k \cdot T_{CH0} \quad (23)$$

$$T_{OFF} = T_{CH} - T_{ON}$$

- 25 -

$$= k \cdot T_{CH0} - T_{ON} \quad (24)$$

Für den laufenden Betrieb, während dem sich sowohl  $I_{PWM}$  als auch  $U_s$  verändern können, ergibt sich damit eine Anpassungs-  
 5 vorschrift für den Kommutierungs-Dutycycle  $d$ , die auch mit einfachen Prozessoren schnell durchführbar ist. Sie basiert auf der Gleichung (8), wobei der Wicklungswiderstand  $R$  des Motors zwischen zwei Messungen des Kommutierungs-Dutycycles als konstant angenommen wird. Zum Messzeitpunkt  $t_0$ , also in  
 10 der Regel beim Starten des Motors, wird  $I = I_0$  und  $U_s = U_{s0}$ . Zu einem späteren Zeitpunkt  $t > t_0$  gilt  $I = k \cdot I_0$  und  $U_s = j \cdot U_{s0}$ . Damit erhält man für den Kommutierungs-Dutycycle:

$$t = t_0: \quad d_0 = \frac{R \cdot I_0}{U_{s0}} = \frac{T_{ON0}}{T_{ON0} + T_{OFF0}} = \frac{T_{ON0}}{T_{CH0}} \quad (25)$$

15

$$t > t_0: \quad d = \frac{R \cdot k \cdot I_0}{j \cdot U_{s0}} = \frac{k \cdot T_{ON0}}{j \cdot T_{CH0}} = \frac{T_{ON}}{T_{CH}} \quad (26)$$

Für die Korrektur des Kommutierungs-Dutycycle wird danach unabhängig voneinander ein korrigiertes  $T_{ON}$  und  $T_{CH}$  berechnet

20

$$T_{ON} = k \cdot T_{ON0} \quad (27)$$

$$T_{CH} = j \cdot T_{CH0} \quad (28)$$

25 Diese Berechnungen können leicht auch in Prozessoren mit einer Wortbreite von 8 Bit (1 Byte) und entsprechend geringer Rechenkapazität durchgeführt werden, wodurch diese Kommutierungssteuerung wegen des geringen Preises derartiger einfacher Prozessoren auch in preiswerten Motoren einsetzbar  
 30 ist.

Im Wesentlichen wird also  $T_{OFF}$  bei einer Änderung von  $U_s$  und  $T_{ON}$  für einen geänderten Betriebsstrom  $I_{PWM}$  neu bestimmt. Der Chopper arbeitet dann mit dem neuen  $T_{OFF}$  entsprechend der geänderten Versorgungsspannung. Der Kommutierungszeitpunkt ist gegeben, wenn das angepasste  $T_{ON}$  auftritt, wobei wie oben erwähnt die effektive Kommutierung noch abhängig vom Betriebszustand gegenüber diesem Zeitpunkt verschoben werden kann.

10 Beim Starten des Motors und der dabei erfindungsgemäss stattfindenden Messung des Kommutierungs-Dutycycles werden auch die Betriebsparameter des Choppers für den vorgegebenen Betriebsstrom  $I_{PWM}$  eingestellt.

15 Wird, wie weiter oben dargestellt, eine bestimmte Chopperfrequenz ( $F_0 = \frac{1}{T_{CHO}}$ ) vorgegeben, so kann folgendes einfaches Verfahren angewendet werden:

20 1. Vorgeben des maximal möglichen  $T_{OFF}$ ;  
 2. Abwarten, bis  $T_{ON}$  stabil ist;  
 3. Berechnen der Chopperperiodendauer  $T_{ON} + T_{OFF} = \frac{1}{F} = T_{CH}$ ;  
 4. Wenn  $T_{CH} > T_{CHO}$  ist, wird  $T_{OFF}$  um einen Schritt verringert und der Vorgang ab Schritt 2 wiederholt;

25 5.  $T_{CH}$  ist jetzt gleich oder wenig kleiner als  $T_{CHO}$ ; die aktuellen Werte für  $T_{ON}$ ,  $T_{OFF}$ ,  $I_{PWM}$  und  $U_s$  oder davon abgeleitete Werte werden gespeichert, soweit für den weiteren Betrieb nötig.

30 Der Anfangswert von  $T_{OFF}$  für Schritt 1 ist grösser als  $T_{OFF0}$ . Eine andere obere Grenze kann durch den Wertebereich des

- 27 -

verwendeten Prozessors gegeben sein. Wird z.B. mit Worten à 1 Byte gerechnet, so können Zahlen von 0 bis 255 dargestellt werden und  $T_{OFF}$  muss in diesem Bereich liegen.

5 Gerade bei einem derart beschränkten Wertebereich kann das genannte einfache Verfahren, das nur mit stufenweiser, 10 iterativer Verringerung von  $T_{OFF}$  arbeitet, vorteilhaft eingesetzt werden. Erfahrungsgemäss dauert es nur einen oder wenige Chopperzyklen, um ein hinreichend stabiles  $T_{ON}$  für 15 ein bestimmtes  $T_{OFF}$  zu ermitteln. Es kommt hinzu, dass sich  $T_{OFF}$  quasi kontinuierlich verkürzt, also nicht sprungweise verändert, wodurch sich auch  $T_{ON}$  schnell einstellt.

15 Z.B. bei einem Byte als Wortlänge wird dieser Abgleich in einer Zeit von höchstens einer Sekunde durchgeführt. In der Praxis wurden Zeiten von höchstens 100 ms (Millisekunden) beobachtet.

20 Die Messung von  $T_{ON}$  kann dabei vereinfacht werden durch die Bedingung, dass die Summe aus  $T_{ON}$  und dem versuchsweise gesetzten  $T_{OFF}$  die Periodendauer  $T_{CH}$  während der Messung nicht oder wenigstens nicht wesentlich überschritten werden darf.

25 Fig. 12 verdeutlicht die Startmessung auf vorgegebenes  $T_{CH}$ . Auf der Abszisse 20 ist  $T_{OFF}$ , auf der Ordinate 21  $T_{ON}$  30 aufgetragen. Der geschaltete Stromregler (Chopper) wird mit einem grossen  $T_{OFF}$  23 gestartet. Es stellt sich ein Dutycycle 25 für die aktuelle Kombination von  $I_{PWM}$ ,  $U_s$  und  $R$  ein. Nota bene ist der Motor jetzt bestromt, steht aber still, da keine Kommutierung erfolgt. Durch stufenweises Verkleinern von  $T_{OFF}$  (Pfeile 27) ändert sich der Dutycycle längs der Gerade 29, die durch die Gleichung (8) gegeben ist. Wird dabei der Schnittpunkt 30 mit der vorgegebenen Linie 31 für

die  $T_{CH}$  erreicht, die für die aktuelle Betriebsspannung vorgegeben ist, sind die korrekten Betriebsparameter gefunden und der Motor kann in Drehbewegung versetzt werden. Ausgehend von Schnittpunkt 30 ist noch das Arbeitsgebiet des

5 Motors mit gestrichelten Linien 33, 34 angedeutet, das sich auch nach rechts und oberhalb des Schnittpunkts 30 erstrecken kann.

Der Kommutierungs-Dutycycle wird dabei längs der 10 horizontalen Linien 33 ( $T_{ON} = \text{const}$ ) verschoben, wenn sich  $U_s$  ändert. Wird  $I_{PWM}$  geändert, verschiebt sich d längs der Linien 34, die jeweils für ein anderes  $T_{CH} = \text{const}$  gelten.

Zur Veranschaulichung der Situation anderer Startbedingungen 15 ist noch eine zweite d-Linie 37 für eine andere Kombination von  $U_s$ ,  $I_{PWM}$  und R angegeben (Anmerkung: Gilt ein anderes  $U_s$ , so gilt auch ein anderes  $T_{CH}$ , so dass die Linie 31 parallel verschoben ist). Aus der Initialisierung wie oben dargestellt würde hier der Anfangs-Dutycycle  $d_0$  39 als 20 Schnittpunkt der d-Linie 37 mit der Anfangswertlinie für  $T_{CH}$  31 resultieren. Das entsprechende Arbeitsgebiet (Linien 41, 42) ist längs der Linie 31 verschoben.

Die in dieser Figur gezeichneten Grenzen der Arbeitsgebiete 25 sind dabei nicht als reale Grenzen zu verstehen. Vielmehr kann das gesamte Regelungsgebiet der Steuerung bzw. der Wertebereich des Steuerprozessors ausgenutzt werden, wobei der Anfangswert des Dutycycles 30, 39 als Referenzpunkt dient.

30

In einer Variante kann auch ein beliebiges  $T_{OFF}$  vorgegeben werden, z.B. etwa in der Mitte des Wertbereiches oder aus einer Tabelle, die  $T_{OFF}$ -Werte in Abhängigkeit von z.B. der

- 29 -

Versorgungsspannung enthält. Stellt sich dabei ein zu kleines  $T_{ON}$  ein, so wird mit einem wesentlich grösseren  $T_{OFF}$  gestartet. Gegebenenfalls wird dies wiederholt, bis ein zu grosses  $T_{ON}$  erhalten wird. Danach wird  $T_{OFF}$  wie oben

5 dargestellt in kleinen Schritten iterativ verringert, um wieder eine möglichst gute Näherung an die vorgegebene Chopperperiode  $T_{CH}$  zu erzielen.

Die Chopperperiode  $T_{CH0}$  wird abhängig von der

10 Versorgungsspannung vorgegeben. Bevorzugt ist eine entsprechende Tabelle vorhanden und die zu einem Spannungswert  $U_{s0}$  vorgegebene Chopperperiode  $T_{CH0}$  kann einfach ausgelesen werden.

15 Bei einer Änderung der Spannung  $U_s$  oder des Stroms  $I_{PWM}$  wird der Kommutierungs-Dutycycle wie folgt korrigiert (s.o.):

$$T_{CH} = j \cdot U_s \quad (29)$$

20  $T_{ON} = \frac{T_{ON0}}{I_{PWM0}} \cdot I_{PWM} \quad (30)$

Wie oben dargestellt ist  $j$  fest vorgegeben. Die Anpassung von  $T_{CH}$  verlangt daher allenfalls eine Multiplikation oder der Wert wird aus der Tabelle ausgelesen.

25 Der Faktor  $T_{ON0} / I_{PWM0}$  hängt von der Messgrösse  $T_{ON0}$  ab.  $I_{PWM0}$  kann jedoch oft so eingestellt werden, dass er durch eine 2er-Potenz darstellbar ist, z.B. hexadezimal  $80_{16}$  ( $= 2^7$ ). Die Division kann dann einfach durch eine Rechtsverschiebung der

30 binären Zahlen um eine entsprechende Anzahl Bits, im Beispiel 7, durchgeführt werden. Die Skalierung der digitalen Darstellung von  $I_{PWM0}$  auf eine 2er-Potenz kann

- 30 -

durch die Auslegung des Choppers erfolgen, oder es wird einfacherweise ein entsprechendes  $I_{PWM0}$  vorgegeben.  $I_{PWM0}$  liegt bereits als digitaler Wert aus der Choppersteuerung vor. Der jeweils geltende Faktor  $T_{ON} / I_{PWM0}$  ist damit mit geringem

5 Rechenaufwand bestimmbar.

Ein anderer Ansatz für die Bestimmung von  $T_{OFF0}$  geht von einem festen  $T_{ON}$  aus, das aus dem vorgegebenen Strom  $I_{PWM0}$  berechnet wird. Da in geschalteten Reglern der Strom durch 10 interne Zählerwerte bestimmt ist, liegen die benötigten Werte digital vor und müssen nicht gemessen werden. Dagegen muss bei diesem Verfahren  $T_{CH}$  jeweils aus dem im Initialisierungsprozess ermittelten  $T_{CHO}$  errechnet werden:

15  $T_{ON} = k \cdot I_{PWM}$  (31)

$$T_{CH} = \frac{T_{CHO}}{U_{s0}} \cdot U_s \quad (32)$$

Da der Koeffizient  $\frac{T_{CHO}}{U_{s0}}$  insbesondere für einfache

20 Prozessoren umständlich zu handhaben ist, bietet sich dieser Ansatz für Anwendungen an, bei denen  $U_s$  als konstant angesehen werden kann, d.h. von einer hinreichend geregelten Spannungsquelle bereitgestellt wird. Dann ist dieses Verfahren jedoch einfacher als das weiter oben Dargestellte, 25 da  $T_{ON}$  für jeden Strom  $I_{PWM}$  einfach in einer Tabelle ablegbar ist oder sogar in fest verdrahteter Logik vorgegeben sein kann und  $T_{CH}$  nie angepasst werden muss. Das iterative Verfahren zur Bestimmung der Anfangsparameter verläuft wie oben angegeben, nur werden Schritte 3 und 4 zu einem 30 Vergleichsschritt zusammengefasst, in dem der gemessene  $T_{ON}$  - Wert mit dem vorgegebenen Wert  $T_{ONO}$  verglichen wird.

- 31 -

Fig. 13 stellt dieses Verfahren in einer Darstellung analog Fig. 12 dar. Übereinstimmende Elemente tragen daher die gleichen Bezugszeichen und werden nicht weiter erläutert. Im Unterschied zu den Verfahren mit vorgegebenem  $T_{CH}$  wird hier 5 der Schnittpunkt 45 der Dutycycle-Geraden 29 mit der Linie 47 für  $T_{ONO}$  als Referenz-Dutycycle  $d_0$  bestimmt. Entsprechend sind  $d_0$  - Werte für andere Anfangswerte für  $U_s$ ,  $I_{PWM}$  und  $R$  horizontal verschoben, z.B. Schnittpunkt 49 mit der Geraden 10 37. Entsprechend verschieben sich auch die Arbeitsgebiete (Linien 41, 43 bzw. 52, 53).

Besonders vorteilhaft ist die Erfindung für Aktuatoren, d. h. Elektromotoren, mit relativ kleiner Leistung (1 - 10 W). Sie ist auch vorteilhaft einsetzbar für 15 Aktuatoren mit ein oder zwei Wicklungen, da eine stromlose Windung bei solchen Motoren nur unter starken Einbussen beim Drehmoment, wenn überhaupt, erhältlich ist. Derartige Aktuatoren finden sich z. B. in Fahrzeugen zum Stellen von Lüftungs- und Klimaanlagenklappen, aber auch an vielen 20 anderen Stellen moderner Fahrzeuge.

Ausgehend von dieser Beschreibung sind dem Fachmann weitere Ausführungsformen der Erfindung zugänglich, ohne den durch die Ansprüche definierten Schutzbereich der Erfindung zu 25 verlassen. Beispielsweise könnte zur Ansteuerung des Motors an Stelle der getakteten Treiber eine geregelte Stromquelle verwendet werden, die einen kontinuierlichen Konstantstrom liefert. Anstelle des Duty Cycle wird in diesem Fall die Spannung an den Wicklungen des Aktuators verwendet.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Kommutierung elektromechanischer, kommutatorloser Aktuatoren, insbesondere von
- 5 Permanentmagnetmotoren und Reluktanzmotoren, mit einem Rotor und einem Stator mit mindestens einer Statorwicklung (W1, W2), die mit Konstantstrom (I) betrieben werden, dadurch gekennzeichnet, dass:
  - ♦ mindestens eine Wicklung (W1, W2) des Aktuators mit einem Referenzkonstantstrom beaufschlagt wird,
  - ♦ das Erreichen eines stationären Zustands mit stillstehendem Rotor abgewartet wird,
  - ♦ ein Wert, der die Spannung repräsentiert, mit der die Wicklung des Aktuators in dem stationären Zustand beaufschlagt ist, als Referenzkommutierungswert  $x_0$  für die Kommutierungsspannung bestimmt wird,
  - ♦ und bei laufendem Motor der Zeitpunkt T bestimmt wird, bei dem
    - im Fall des Betriebs mit dem Referenzkonstantstrom der Referenzwert auftritt oder durchlaufen wird oder
    - im Falle eines Betriebsstroms, der vom Referenzstrom abweicht, ein aus dem Referenzwert für den aktuellen Betriebstrom berechneter Kommutierungswert auftritt oder durchlaufen wird,
  - 25 ♦ und die Kommutierung eine vorbestimmte Zeitdifferenz, die grösser oder gleich Null ist, nach dem Zeitpunkt T ausgelöst wird, wobei die Zeitdifferenz so gewählt ist, dass ein Polaritätswechsel des Dehmoments des Aktuators im wesentlichen nicht auftritt.
- 30 2. Verfahren gemäss Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Aktuator eine oder zwei Wicklungen (W1, W2) aufweist.

3. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Zeitdifferenz Null ist.
4. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Konstantstrom ( $I_{PWM}$ ) durch wiederholtes Einschalten einer Versorgungsspannung  $U_s$  während einer Zeit  $T_{ON}$  und Ausschalten während einer Zeit  $T_{OFF}$  eingestellt wird, wobei ein Schaltverhältnis  $T_{ON}$  geteilt durch die Summe aus  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  ( $d = T_{ON}/[T_{ON} + T_{OFF}]$ ) ist und der Referenzkommutierungswert das Referenzschaltverhältnis  $d_0 = T_{ONO} / (T_{ONO} + T_{OFF})$  oder ein dieses repräsentierender Wert ist.
5. Verfahren gemäss Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Referenzkommutierungswert die Einschaltzeit  $T_{ON}$  ist, wobei die Ausschaltzeit  $T_{OFF}$  konstant ist.
6. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, dass während der Messung des Referenzkommutierungswerts alle Wicklungen (W1, W2) des Aktuators mit dem Konstantstrom beaufschlagt werden und die Referenzkommutierungswerte für die Wicklungen individuell gemessen werden, um die Kommutierung bei dem für die jeweilige Wicklung bestimmten Kommutierungswert durchführen zu können.
7. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass nach Beaufschlagen mit dem Referenzkonstantstrom eine vorgegebene Zeit  $T_{wait}$  gewartet wird, nach der sich der stationäre Zustand eingestellt hat.
8. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass nach Beaufschlagen mit dem Referenzkonstantstrom unter Messung des Referenzkommutierungswerts gewartet wird, bis sich der

Referenzkommutierungswert eine vorgegebene Zeit lang nicht mehr ändert, um das Eintreten des stationären Zustands zu bestimmen.

5 9. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass bei einem vom Referenzstrom  $I_0$  abweichenden Betriebskonstantstrom  $I_s$  der aktuelle Kommutierungswert  $x$  aus dem Referenzwert  $x_0$  mit der Formel:

$$x = x_0 * I_s / I_0$$

10 berechnet wird.

10. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 5 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Summe  $T_{CHO}$  der Ausschaltzeit  $T_{OFF}$  und der Einschaltzeit  $T_{ON}$ , die für die Kommutierung gelten, 15 konstant gehalten wird, so dass  $T_{ON}$  proportional zu dem Schaltverhältnis  $d_0$  ist, um  $T_{ON}$  einfacher auf andere Betriebsbedingungen, insbesondere Betriebsstrom und/oder -spannung, umrechnen zu können.

20

11. Verfahren gemäss Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Wert für  $T_{ON}$  durch Variieren der Summe  $T_{CHO}$  während einer Messung des Referenzkommutierungswertes bei stillstehendem Motor auf einen für eine binäre Recheneinheit 25 günstigen Wert eingestellt wird, insbesondere einen Wert nahe des Maximalwerts des Zahlenbereichs der Recheneinheit, und/oder einen Wert nahe einer ganzzahligen Potenz von 2.

12. Verfahren gemäss einem der Ansprüche 4 bis 11, dadurch 30 gekennzeichnet, dass bei einer Änderung der Versorgungsspannung  $U_s$  die Summe  $T_{CH}$  aus Einschaltzeit  $T_{ON}$  und Ausschaltzeit  $T_{OFF}$  für das Kommutierungsschaltverhältnis mittels der Formel

$$T_{CH} = \frac{U_s}{U_{s0}} \cdot T_{CH0}$$

bestimmt wird, wobei  $T_{CH0}$  die Summe des Referenzschaltverhältnisses und  $U_{s0}$  die Versorgungsspannung

5 während der Messung des Referenzschaltverhältnisses ist.

13. Verfahren gemäss Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausschaltzeit  $T_{OFF}$  als Differenz zwischen Schaltzeitsumme  $T_{CH}$  und Einschaltzeit  $T_{ON}$  bestimmt wird,

10 wobei  $T_{ON}$  nicht verändert wird.

14. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens gemäss einem der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, dass Treiber (D1, D2) zur Versorgung der Wicklungen (W1, W2) eines

15 kommutatorlosen, elektromechanischen Aktuators mit Konstantstrom und eine Steuereinheit (1) mit einem digitalen Prozessor und einem Speicher vorhanden sind, die Treiber (D1, D2) von der Steuereinheit (1) ein Steuersignal erhalten, das den Strom in der zugeordneten Wicklung

20 festlegt, und die Steuereinheit von den Treibern je ein Signal (8) erhält, das ein Mass für die an die Wicklung angelegte Spannung ist, wobei im Speicher ein Programm zur Steuerung des Prozessors abgelegt ist, bei dessen Ausführung durch den Prozessor die Steuereinheit (2) das Verfahren

25 ausführt.

15. Anwendung des Verfahrens gemäss einem der Ansprüche 1 bis 13 für die vibrationsarme Ansteuerung von Servomotoren, insbesondere von Servomotoren mit kleiner Leistung, in

30 Fahrzeugen wie Aktuatoren für Lüftungsklappen, Hydraulik, Pneumatik und Scheinwerfer.

1/6

Fig. 1

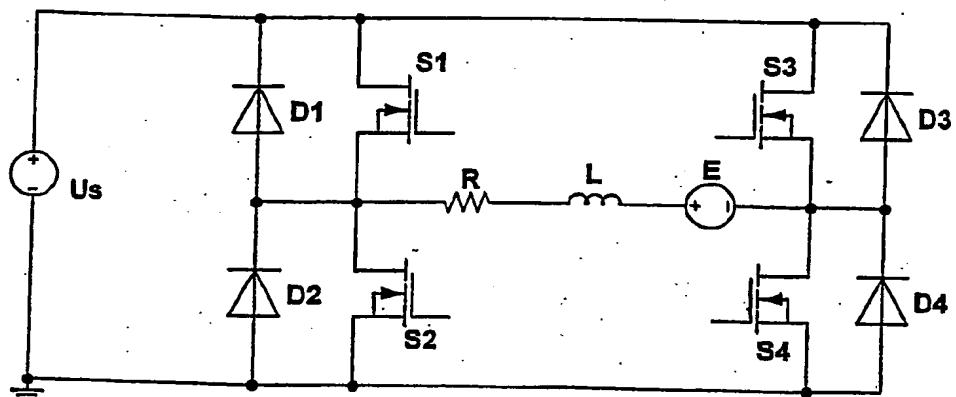


Fig. 2

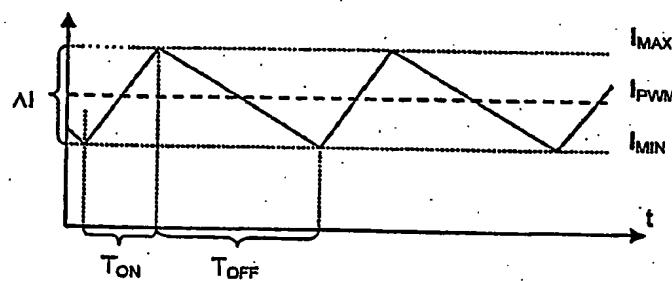
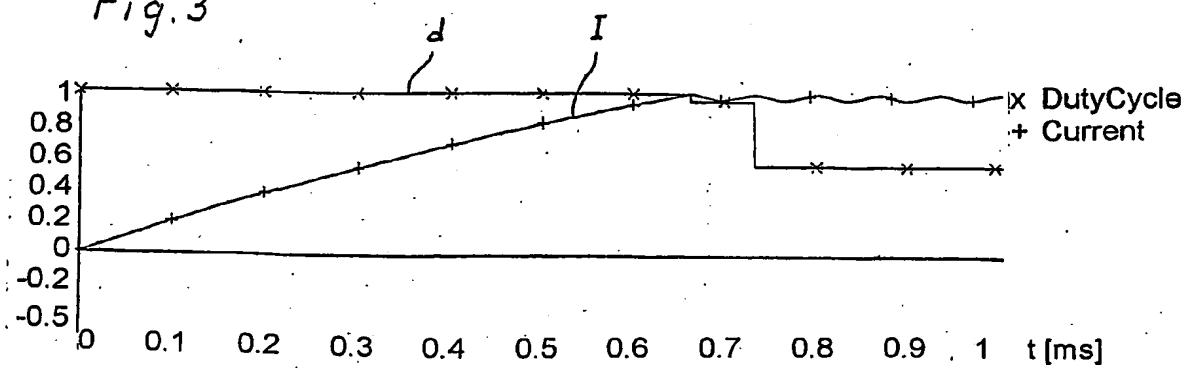


Fig. 3



ERSATZBLATT (REGEL 26)

2/6

Fig. 4

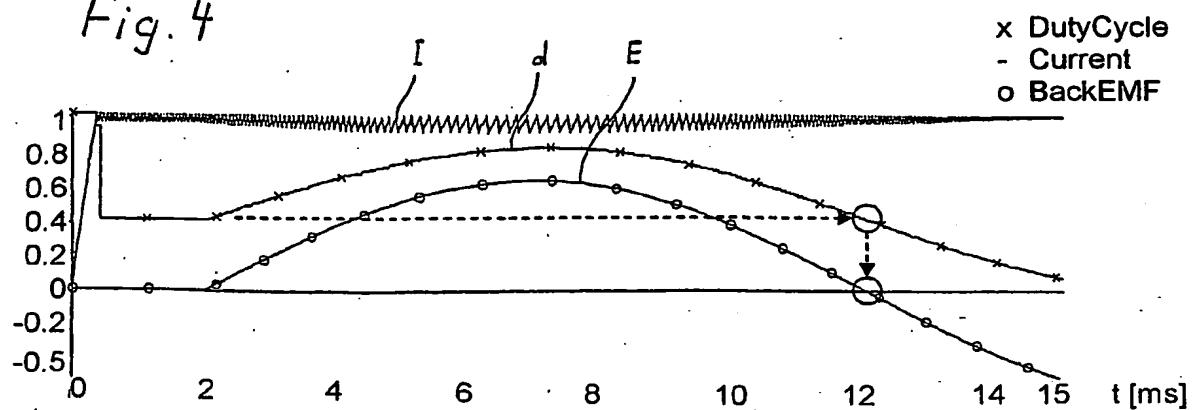


Fig. 5

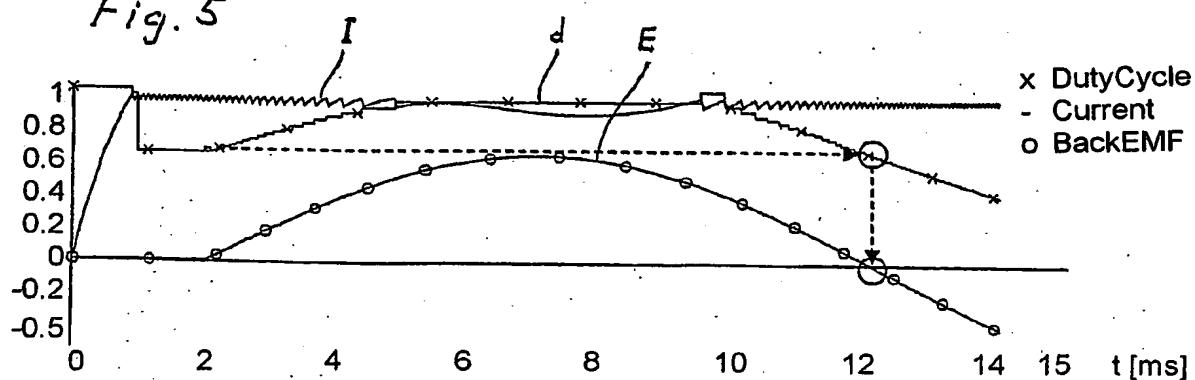
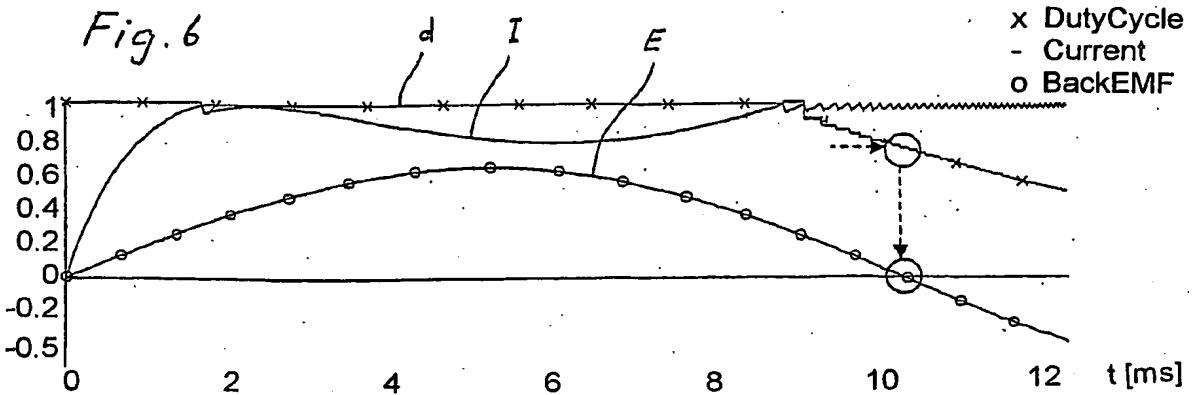


Fig. 6



3/6

Fig. 7

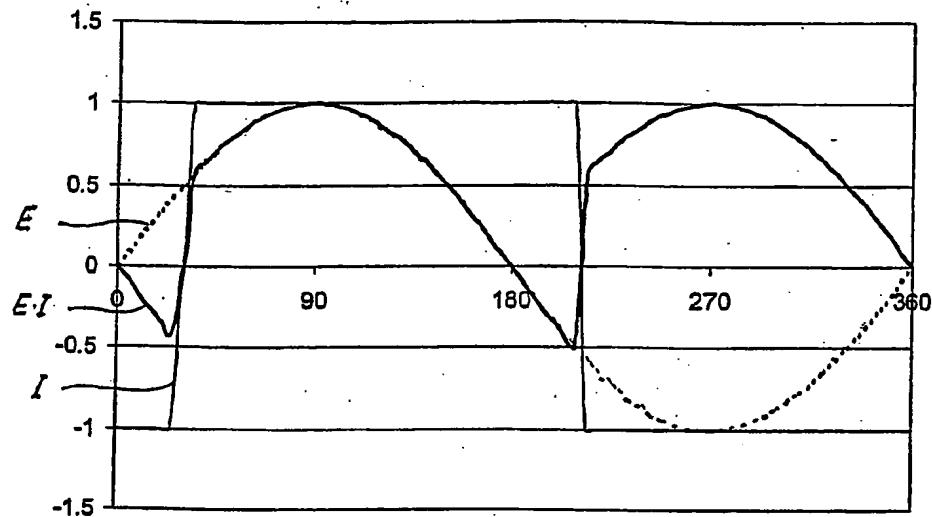
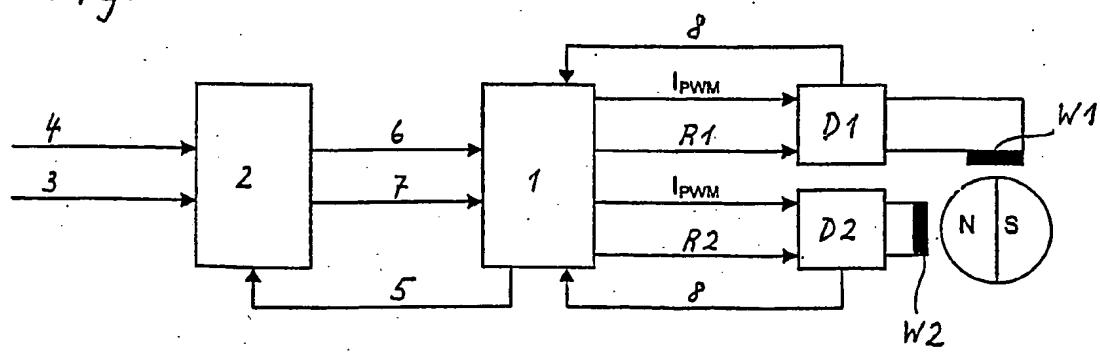


Fig. 8



ERSATZBLATT (REGEL 26)

4/6

Fig. 9

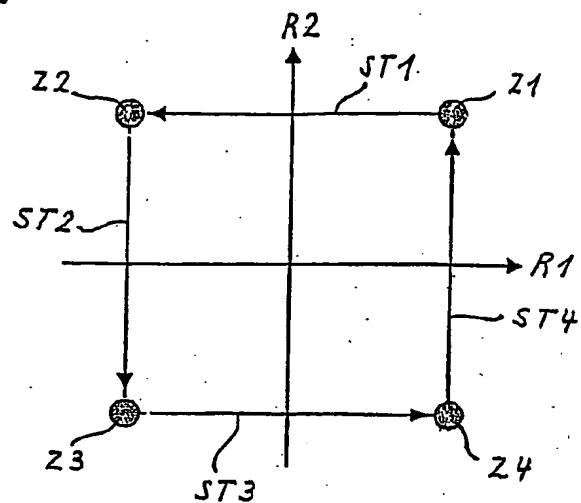
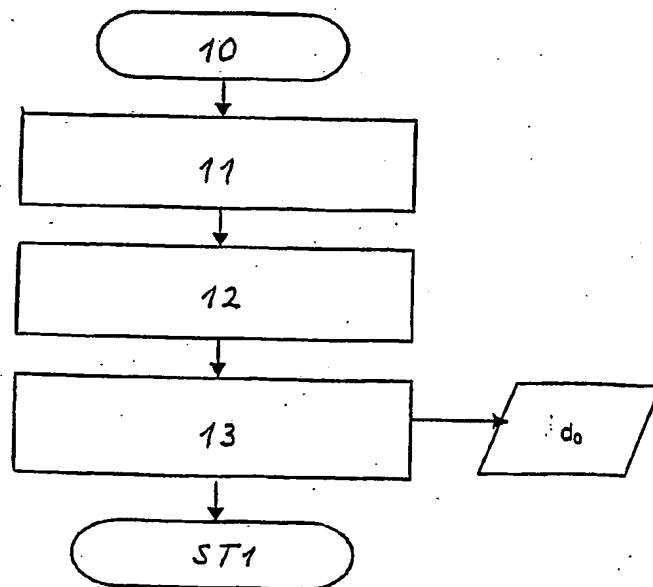


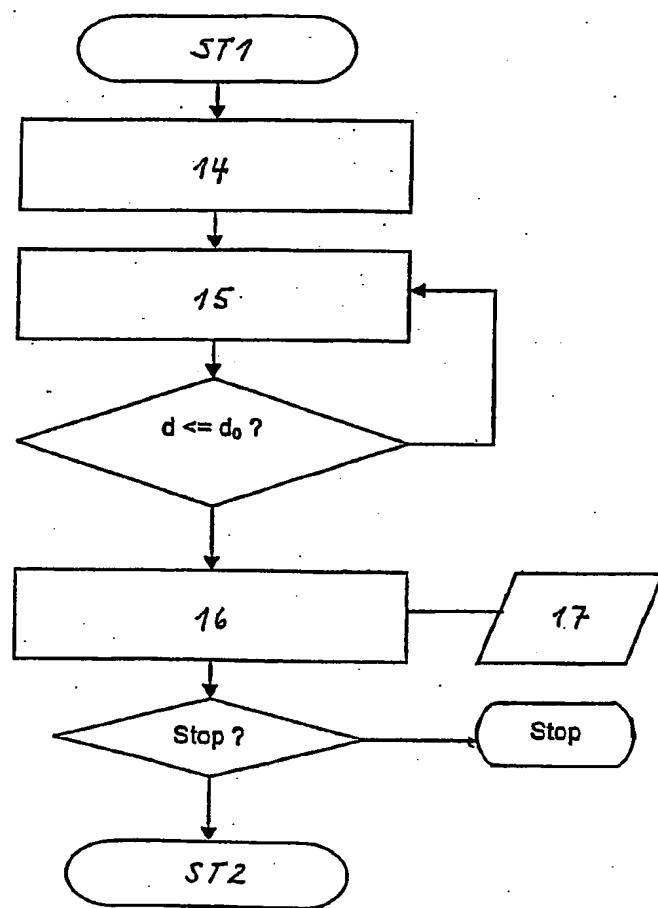
Fig. 10



ERSATZBLATT (REGEL 26)

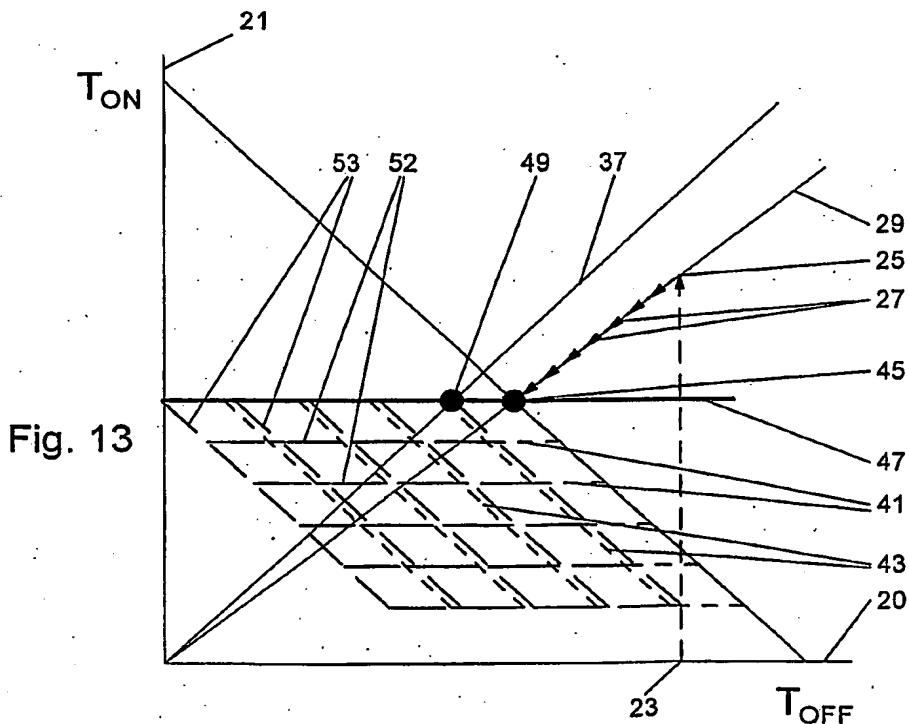
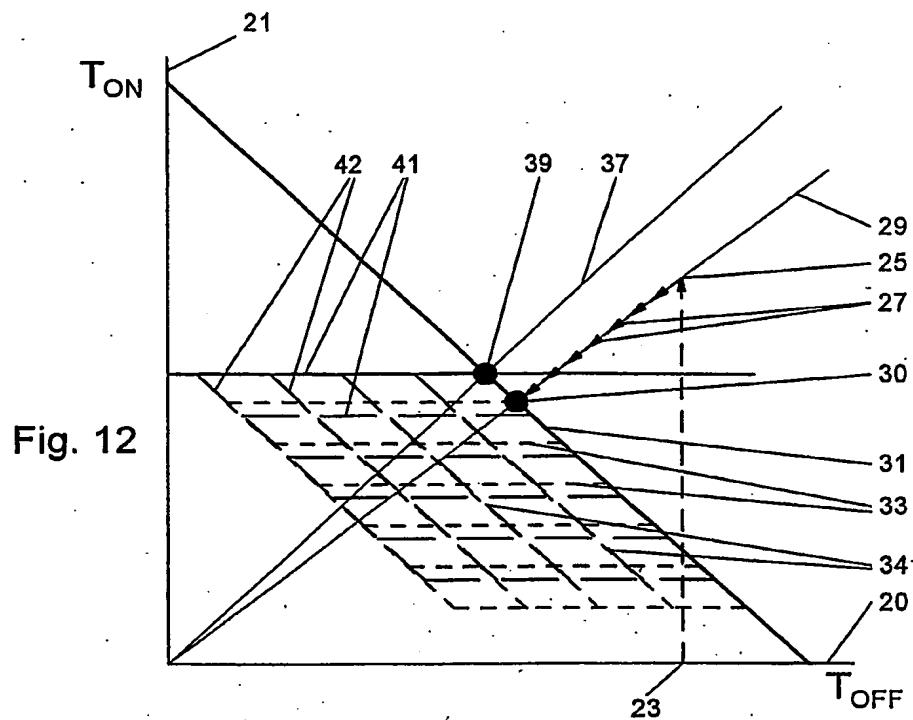
5/6

Fig. 11



ERSATZBLATT (REGEL 26)

6/6



ERSATZBLATT (REGEL 26)